

MIMO チャネルにより 100Mbit/s を実現する 広帯域移動通信用 SDM-COFDM 方式の提案

黒崎 聡† 浅井 裕介† 杉山 隆利† 梅比良 正弘†

†NTT 未来ねっと研究所
〒239-0847 神奈川県横須賀市光の丘 1-1
E-mail: †kurosaki@wslab.ntt.co.jp

あらまし 本報告は、空間多重 (SDM: Space Division Multiplex) により周波数帯域を拡大することなく MIMO (Multi Input Multi Output) チャネルを構成し、広帯域移動通信システムを実現する SDM-COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式を提案する。本提案方式は、空間多重する各アンテナ間の伝達係数行列を用いることによって、チャネル間干渉補償とフェージング補償を同時にフィードフォワードで実現するとともに、各チャネルの SNR 比に基づく振幅重み係数を用いて軟判定ビタビ復号による大きな誤り訂正効果を得ることにより伝送品質を改善する。本提案方式の周波数選択性フェージング下における特性を計算機シミュレーションにより評価し、20MHz 帯域幅で最大 100Mbps 以上の伝送速度を達成することを明らかにした。

キーワード MIMO, SDM, COFDM, 伝達係数行列, 伝搬路推定, 重み係数

100Mbit/s SDM-COFDM over MIMO Channel for Broadband Mobile Communications

Satoshi KUROSAKI†, Yusuke ASAI†, Takatoshi SUGIYAMA†, and Masahiro UMEHIRA†

†NTT Network Innovation Laboratories
Hikarinooka 1-1, Yokosuka-shi, Kanagawa, 239-0847 Japan
E-mail: †kurosaki@wslab.ntt.co.jp

Abstract This paper proposes SDM (Space Division Multiplexed)-COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) scheme that realizes MIMO (Multi Input Multi Output) channel transmission without frequency bandwidth expansion. The proposed scheme improves the degradation due to both mutual channel interference and fading with feedforward control by using the estimated propagation matrix for each OFDM subcarrier. Moreover, the proposed amplitude weight factors based on each channel SNR obtain larger coding gain of soft decision Viterbi decoding. It is clarified that the proposed scheme achieves more than 100 Mbit/s per 20MHz in fading environments by computer simulation.

Key words MIMO, SDM, COFDM, propagation matrix, channel estimation, weighting factor

1. まえがき

近年、インターネットの普及の拡大に伴い、ブロードバンドアクセスの需要が高まっている。ワイヤレスアクセスにおいても、5GHz 帯を用いる MMAC HiSWANa[1]では、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式の採用により 20MHz の周波数帯域幅を用いて最大 54Mbit/s の伝送速度が標準化されている。しかし、次世代広帯域移動通信システムにおいて 100Mbit/s 以上の伝送速度を実現するために、周波数利用効率の向上が求められる。

周波数利用効率向上の手段としては、周波数帯域の拡大を行わずに MIMO (Multi Input Multi Output)チャネルを実現する SDM (Space Division Multiplex)方式[2]が有望である。例えば、送受信に 2 本ずつのアンテナを配置する SDM 方式により 2 倍の伝送速度を得られる。HiSWANa は、サブキャリア変調方式と FEC (Forward Error Correction) の符号化率が、それぞれ 64QAM、符号化率 3/4 である場合に、最大 54Mbit/s の伝送速度となるので、これに SDM 方式を適用して 2 チャネルを多重することで、最大 108Mbit/s の伝送速度が実現できる。

しかし、SDM 方式では、多重チャネル間の相互干渉により伝送品質が大きく劣化する。また、移動通信の環境においては、無線通信伝搬路において、遅延波に起因する周波数選択フェージングなどが発生し、これも伝送品質を劣化させる原因となる。チャ

ネル間の相互干渉による伝送品質劣化を軽減する手段としては、伝送する TDMA (Time Division Multiple Access) バーストにおいて、既知のトレーニングシンボルを設け、受信したトレーニングシンボルを用いるアダプティブコライザにより干渉除去を行う技術 [2][3]がある。しかし、これらの従来技術の場合、演算が複雑なアダプティブコライザの適用により回路規模が増大してしまうという問題点がある。

本報告では、上記の問題点を解決するため、SDM 方式と符号化 COFDM (Coded OFDM) 方式を組み合わせた SDM-COFDM 方式を提案する。本提案方式では、TDMA バースト内の伝達係数推定用プリアンブルを用いて OFDM サブキャリア毎の伝達係数行列を推定し、その逆行列（以下伝達係数逆行列と呼ぶ）を乗算することにより、当該プリアンブルが含まれる TDMA バーストにおけるチャネル間の相互干渉とフェージングを同時に補償する。また回路構成はフィードフォワードにより簡易となる。さらに、本提案方式では、サブキャリア毎の伝達係数逆行列から求まる SNR に応じた振幅重み係数の乗算により、軟判定ビタビ復号による大きな誤り訂正効果が得られる。本報告では、周波数選択性フェージング下における本提案方式の PER 特性を計算機シミュレーションにより評価し、20MHz 帯域幅で 100Mbps 以上の伝送速度を達成することを明らかにした。

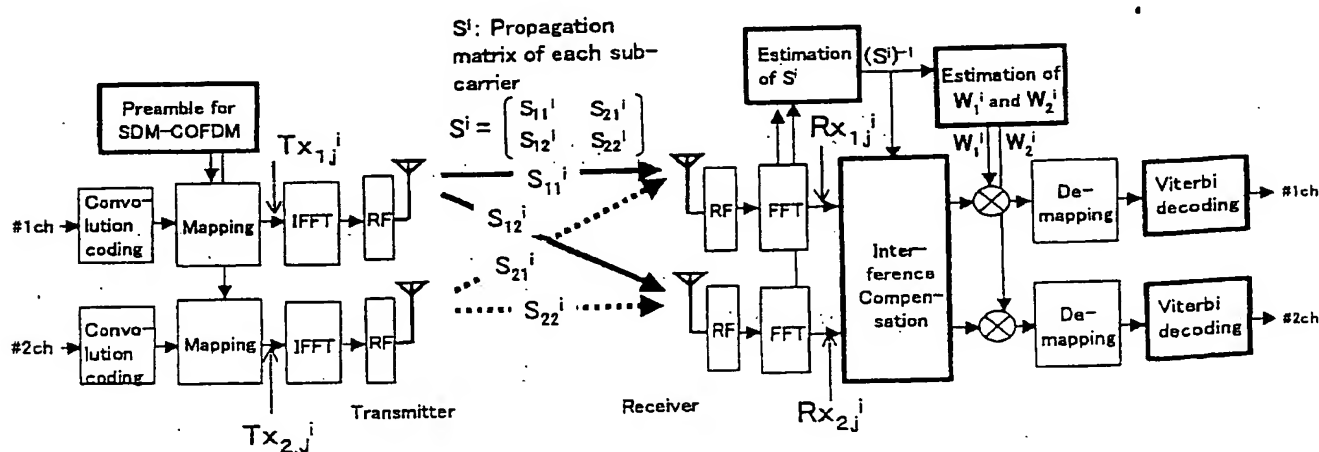


図 1 SDM-COFDM 方式の構成図

2. SDM-COFDM 方式

2.1 SDM-COFDM 方式の構成

提案する SDM-COFDM 方式の構成図を図 1 に示す。図 1 において、各チャネル (1ch、2ch) の送信信号は畳み込み符号化され、バースト毎に付加される SDM-COFDM 用のプリアンブルが付加され、各変調方式に応じたマッピングが行われる。マッピング出力である送信サブキャリア信号 ($Tx_{1,j}^i$ (1ch)、

$Tx_{2,j}^i$ (2ch): i はサブキャリア番号、 $0 \leq j \leq N$ (N は各バーストに含まれるシンボル数) は IFFT、サブキャリア変調を受けて、各送信アンテナから送出される。受信側も各受信アンテナで 1ch、2ch の両チャネルの信号を同時に受信する。チャネル間干渉 (ICI: Inter-Channel Interference) と周波数選択フェージングにより、両チャネルの信号とも伝送品質は著しく劣化する。受信された各チャネルの信号は、サブキャリア復調、FFT 処理される。FFT 出力である受信サブキャリア信号 ($Rx_{1,j}^i$ (1ch)、 $Rx_{2,j}^i$ (2ch))

は、干渉補償器でチャネル間の相互干渉とフェージングによる劣化が改善される。干渉補償器出力のサブキャリア信号は、各サブキャリアのチャネル毎に振幅重み係数 w_1^i 、 w_2^i を乗算され、同期検波後、各変調方式に応じてデマッピングされる。最後に復調出力は、軟判定ビタビ復号によって誤り訂正を受ける。

2.2 チャネル間干渉モデル

図 1 のシステムのように同時送受信された 2 チャネルの送信信号は、フェージング伝搬路を経由し受信されるとき、他チャネルの送信シンボルの干渉を受ける。送信サブキャリア信号と受信サブキャリア信号との関係は図 1 をモデル化したチャネル間干渉モデルで表現できる。それを図 2 に示す。

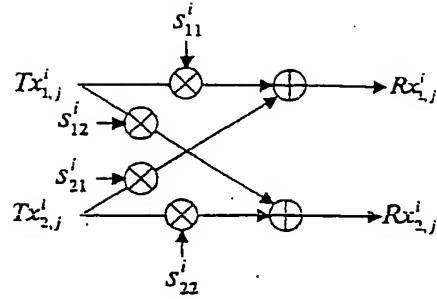


図 2 チャネル間干渉モデル

図 2 において s_{11}^i 、 s_{12}^i 、 s_{21}^i 、および s_{22}^i は、送信アンテナと受信アンテナと間の伝搬路の状態により決まる伝達係数である。これらを各要素とするサブキャリア伝達係数行列 S^i を

$$S^i = \begin{pmatrix} s_{11}^i & s_{12}^i \\ s_{21}^i & s_{22}^i \end{pmatrix} \quad (1)$$

と定義する。また、 n_1^i 、 n_2^i は、それぞれ 1ch と 2ch の受信信号に含まれる加法ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) のうち i 番目のサブキャリアに対する成分である。これより受信サブキャリア信号 $Rx_{1,j}^i$ 、 $Rx_{2,j}^i$ ($1 \leq j \leq N$) は、送信サブキャリア信号 $Tx_{1,j}^i$ 、 $Tx_{2,j}^i$ と伝達係数行列 S^i を用いて以下の式のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} Rx_{1,j}^i \\ Rx_{2,j}^i \end{pmatrix} = S^i \begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1^i \\ n_2^i \end{pmatrix} \quad (2)$$

2.3 伝達係数行列の推定

提案方式の 1 TDMA バーストにおける i 番目のサブキャリアの信号系列を図 3 に示す。ただし図 3 においては、SDM 方式のみに着目し OFDM シンボルタイミング同期用のプリアンブルは省略した。伝達係数推定用送信プリアンブル信号 C^i は、サブキャリア番号が同一ならば、どの TDMA バーストにおいても共通である。また $-C^i$ は C^i の符号を反転した信号である。

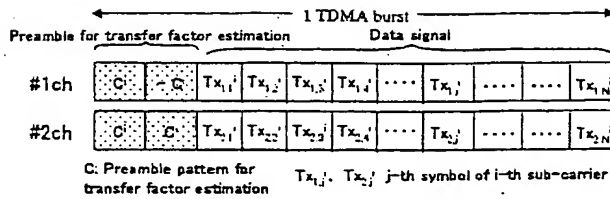


図 3 SDM-COFDM 方式で用いる TDMA バースト。

提案する SDM-OFDM システムの干渉補償器においては、まず伝達係数推定用プリアンブルを用いて、伝達係数行列 S^i の逆行列である伝達係数逆行列 $(S^i)^{-1}$ を求める。図 2 と式(1)より、送信プリアンブル信号 C^i 、 $-C^i$ (以上 1ch)、 C^i および C^i (以上 2ch) と、これに対応する受信プリアンブル信号 C_{r11}^i 、

C_{r12}^i 、 C_{r21}^i および C_{r22}^i との関係は以下のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} C_{r11}^i & C_{r12}^i \\ C_{r21}^i & C_{r22}^i \end{pmatrix} = S^i \begin{pmatrix} C^i & -C^i \\ C^i & C^i \end{pmatrix} \quad (3)$$

ただし式(3)においては、雑音成分については、2.5 節の振幅重み係数の推定において考慮することとし、省略した。式(3)に従うと、伝達係数逆行列 $(S^i)^{-1}$ は以下のように推定することができる。

$$(S^i)^{-1} = \begin{pmatrix} C^i & -C^i \\ C^i & C^i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{r11}^i & C_{r12}^i \\ C_{r21}^i & C_{r22}^i \end{pmatrix}^{-1} \quad (4)$$

2.4 フィードフォワード干渉補償

以上のように求めた伝達係数逆行列 $(S^i)^{-1}$ を用いて、受信サブキャリア信号 $Rx_{1,j}^i$ 、 $Rx_{2,j}^i$ ($1 \leq j \leq N$) から、送信サブキャリア信号 $Tx_{1,j}^i$ 、 $Tx_{2,j}^i$ を以下のように求めることができる。

$$\begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} = (S^i)^{-1} \begin{pmatrix} Rx_{1,j}^i \\ Rx_{2,j}^i \end{pmatrix} \quad (5)$$

この原理を用いて、チャネル補償器では、受信サブキャリア信号で受けた他チャネルからの相互干渉やフェージングを補償し、元の送信サブキャリア信

号を再現することができる。

2.5 振幅重み係数

提案する SDM-OFDM 方式においては、干渉補償により受信サブキャリア信号の信号振幅は一定になるので、軟判定ビタビ復号への尤度情報が一定になる。したがって、軟判定ビタビ復号の誤り訂正効果を十分に利用しているとはいえない。そこで、尤度情報を得るため、各チャネルの SNR に基づく振幅重み係数を伝達係数逆行列 $(S^i)^{-1}$ から推定する。

ここで、図 3 のモデルを用いると、受信サブキャリア信号 $Rx_{1,j}^i$ 、 $Rx_{2,j}^i$ ($1 \leq j \leq N$) は、以下の式で表すことができる。

$$\begin{pmatrix} Rx_{1,j}^i \\ Rx_{2,j}^i \end{pmatrix} = S^i \begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1^i \\ n_2^i \end{pmatrix} \quad (6)$$

ここで、干渉補償器の i 番目のサブキャリアの j 番目のシンボルの 1ch、2ch の出力をそれぞれ $T'x_{1,j}^i$ 、 $T'x_{2,j}^i$ とすると、式(6)の各項の左側に伝達係数逆行列 $(S^i)^{-1}$ を乗算することによって、

$$\begin{pmatrix} T'x_{1,j}^i \\ T'x_{2,j}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Tx_{1,j}^i \\ Tx_{2,j}^i \end{pmatrix} + (S^i)^{-1} \begin{pmatrix} n_1^i \\ n_2^i \end{pmatrix} \quad (7)$$

が得られる。 $Tx_{1,j}^i$ 、 $Tx_{2,j}^i$ の振幅は一定値 ($=T$ と仮定する) なので、 n_1^i 、 n_2^i が独立したガウス分布をとるので、 $T'x_{1,j}^i$ 、 $T'x_{2,j}^i$ の信号対雑音電力比 (SNR: Signal to Noise Ratio) は、

$$SNR(T'x_{1,j}^i) = \frac{|T|^2}{\left\{ |s_{11}^i|^2 + |s_{21}^i|^2 \right\} \sigma_v^2} \quad (8)$$

$$SNR(T'x_{2,j}^i) = \frac{|T|^2}{\left\{ |s_{12}^i|^2 + |s_{22}^i|^2 \right\} \sigma_v^2} \quad (9)$$

となる。ただし σ_v^2 は n_1^i 、 n_2^i の複素ガウス分布における分散であり、 s_{11}^i 、 s_{21}^i 、 s_{12}^i 、および s_{22}^i は伝

達係数逆行列 $(S^i)^{-1}$

$$(S^i)^{-1} = \begin{pmatrix} s_{11}^i & s_{21}^i \\ s_{12}^i & s_{22}^i \end{pmatrix} \quad (10)$$

の各要素である。

干渉補償後の信号に対して、受信信号の振幅比に応じた重み付けを行うため、式(8)、(9)より定数分を除いて、さらにその平方根をとると、

$$w_1^i = \frac{1}{\sqrt{|s_{11}^i|^2 + |s_{21}^i|^2}} \quad (11)$$

$$w_2^i = \frac{1}{\sqrt{|s_{12}^i|^2 + |s_{22}^i|^2}} \quad (12)$$

となる。本提案方式では、この w_1^i 、 w_2^i を振幅重み係数として、干渉補償後の信号 $T^i x_{1j}^i$ 、 $T^i x_{2j}^i$ に乗算する。

3. SDM-COFDM 方式の性能評価

本章では、提案する SDM-COFDM 方式の有効性を計算機シミュレーションによる PER (Packet Error Rate) 特性評価によって明らかにした。シミュレーションにおけるパラメータを表 1 に示した。周波数帯域幅は 20MHz、変調方式は QPSK(符号化率 1/2)、16QAM(符号化率 9/16)、64QAM(符号化率 1/2)、64QAM(符号化率 3/4)の 4 種類とした。各変調方式での 1 チャンネルあたりの伝送速度は、QPSK(符号化率 1/2)で 12Mbit/s (SDM-COFDM 方式で 24Mbit/s)、16QAM(符号化率 9/16)で 27Mbit/s (SDM-COFDM 方式で 54Mbit/s)、64QAM(符号化率 1/2)で 36Mbit/s (SDM-COFDM 方式で 72Mbit/s)、64QAM(符号化率 3/4)で 54Mbit/s (SDM-COFDM 方式で 108Mbit/s)となる。伝送 FFT のサンプル点数は 64、サブキャリア数は 48、有効シンボル長は 3.2 μ s、ガードインターバル長は 800ns とした。また伝送路としては、HIPERLAN/2[4]の評価に用いられている 18 波レイリーフェージングモデルで、最大ドップラ周波数 50Hz のモデルを仮定した。遅延スプレッドは 50ns、100nsec、150nsec とした。また、各チャンネルにおけるフェージングは互いに独立とした。深さ 16bit のインタリーブを使用した。誤り訂正方式としては、

拘束長 7 の畳み込み符号化-軟判定ビタビ復号を用いた。

表 1 シミュレーション諸元

FFT point	64
Number of sub-carriers / channel	48
Frequency band width	20MHz
Modulation of sub-carriers, coding rate, and transmission rate (SDM-COFDM scheme)	QPSK(R=1/2): 24Mbit/s 16QAM(R=9/16): 54Mbit/s 64QAM(R=1/2): 72Mbit/s 64QAM(R=3/4): 108Mbit/s
Demodulation of sub-carriers	Coherent Detection
OFDM symbol duration	3.2 μ s
Guard Interval	800ns
Multipath Fading	18 ray Rayleigh fading waves (Delay spread = 50ns, 100ns, 150ns, Maximum Doppler Frequency = 50Hz)
Depth of Interleaving	16 bit
Error Correction	Convolution coding and Soft decision Viterbi decoding (constraint length = 7)

図 4 に提案方式の周波数選択性フェージング伝送路における PER 特性を示した。また、比較対象として 1 チャンネル伝送の場合も示した。図 4 より、遅延スプレッドが 50ns においては、SDM-COFDM 方式を用いることによって、64QAM(符号化率 3/4)の場合で PER = 10⁻³ 付近にエラーフロアが現れるが、少なくとも PER = 10⁻³ 付近では、1 チャンネル伝送時に比べて、伝送品質をほとんど劣化させることなく、伝送速度を 2 倍にすることができることを明らかにした。したがって変調方式が 64QAM(符号化率 3/4)の場合で 108Mbit/s の伝送速度を達成した。その他のサブキャリア変調方式では、1 チャンネル伝送時に比べて、逆に最大 1dB 程度の伝送品質の改善が見られる。これは干渉補償後に残留したチャンネル間干渉による劣化分よりも、空間多重伝送によるダイバーシチ利得が上回ったためと考えられる。

遅延スプレッドが 100ns の場合、50ns の場合に比

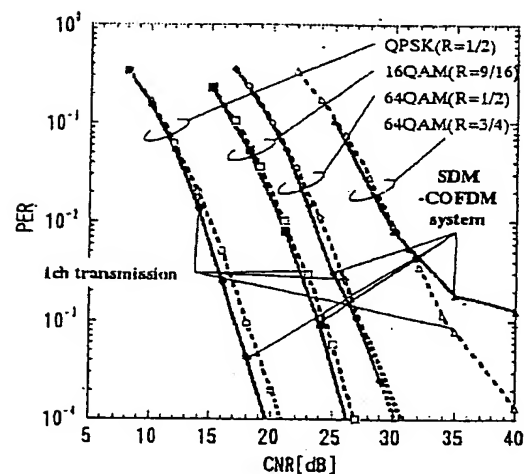
べて、PER 特性のエラーフロアが高くなる傾向が見られるが、 $PER = 10^{-1}$ 付近では、PER 特性が 1 チャネル伝送時に比べてほとんど劣化していないという結果が得られた。

4. まとめ

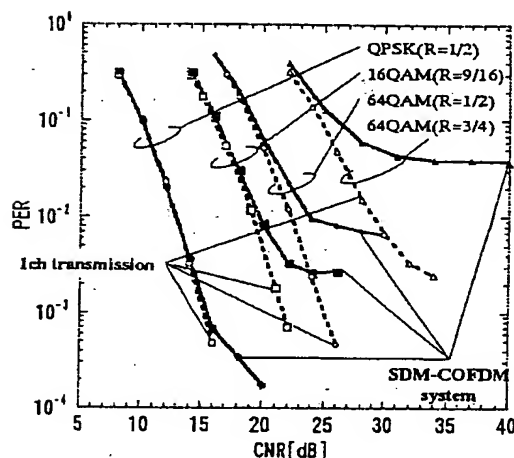
空間多重により周波数帯域を拡大することなく MIMO チャネルを構成し、広帯域移動通信システムを実現する SDM-COFDM 方式を提案し、その性能を計算機シミュレーションにより評価した。SDM-COFDM 方式を用いることによって、1 チャネル伝送に比べて、ほとんど変わらない PER 特性、または最大 1dB 程度の利得を得ながら、伝送速度を 2 倍にすることができた。特に変調方式が 64QAM (符号化率 3/4) の場合、周波数帯域幅 20MHz において、108Mbit/s の伝送速度を達成した。

文 献

- [1] 電波産業会, “小電力データ通信システム/広帯域移動アクセスシステム (HiSWANa) 標準規格”, 2000.
- [2] A. van Zelst, R. van Nee and G. A. Awater, “Space Division Multiplexing (SDM) for OFDM systems”, Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000, VTC 2000-Spring Tokyo, 2000 IEEE 51st, Volume: 2, 2000.
- [3] 高橋昌弘, 高梨斉, 田中利憲, “マイクロセル移動通信に適した交差偏波干渉キャンセラ”, 1995 信学技報, SST95-26, CS95-33, RCS95-35, pp.55-60, May, 1995.
- [4] “Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer”, ETSI TS 101 475 V1.1.1, April 2000



(a) 遅延分散 50ns の場合



(b) 遅延分散 100ns の場合

図 5 SDM-COFDM 方式の周波数選択性フェージング伝送路における PER 特性